

⑬ 日本国特許庁 (JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報 (A)

昭59—144249

⑤ Int. Cl.<sup>3</sup>  
H 04 L 27/00  
H 04 J 15/00  
H 04 L 27/18

識別記号

庁内整理番号  
Z 7240—5K  
6914—5K  
Z 7240—5K

⑬ 公開 昭和59年(1984)8月18日

発明の数 1  
審査請求 未請求

(全 7 頁)

⑭ パルス信号伝送方式

東京都港区芝五丁目33番1号日  
本電気株式会社内

⑮ 特 願 昭58—18123

⑯ 出 願 人 日本電気株式会社

⑰ 出 願 昭58(1983)2月8日

東京都港区芝5丁目33番1号

⑱ 発 明 者 山田隆彦

⑲ 代 理 人 弁理士 芦田坦 外2名

明 細 書

1. 発明の名称

パルス信号伝送方式

2. 特許請求の範囲

1. 送信側において同じ構成で且つ位相の順次ずれた複数のパルス列を濾波器を通したあと合成して受信側に伝送するようにしたパルス信号伝送方式において、前記濾波器が、前記パルスの波形をあらわすフーリエ級数展開したときの相隣る少なくとも2つの高調波のみを通過させる帯域濾波特性を持つ濾波器であることを特徴とするパルス信号伝送方式。

3. 発明の詳細な説明

本発明はパルス信号を無線又は有線を用いて伝送する方式、特に複数例のパルス列から成る信号を合成して伝送する機能を有するパルス信号伝送方式に関するものである。

搬送波 PCM 伝送方式においては、搬送波を多値又は多相化を行わなければ、 $X(\text{bit/s})$  のクロックレートの信号を伝送するためには、これもあとにあらためて説明するが、搬送波段において少なくとも  $X$  ヘルツの信号帯域が必要であり、従って  $X$  ヘルツの搬送波帯域では最も早いスピードでも多値化、多相化を行わない限り  $X(\text{bit/s})$  の信号までしか伝送できないということはよく知られている。

上記の関係は、複数列の入力パルス列のスペクトラムの内直流ないし  $\frac{X}{2}$  ヘルツまでの周波数の信号を低域濾波器にて取り出し、この信号で位相の順次ずれた複数の搬送波を個々に変調し、変調した複数の信号を合成して伝送する機能を有する従来方式の場合(あとで図を用いて説明する)についても言えることであり、パルスの幅をパルス列の数に応じて許される最大の幅にしても、搬送波帯域を  $X$  ヘルツとすれば伝送し得る信号のスピードは最大  $X(\text{bit/s})$  であるとされている。同じようなことは2つの入力パルス列信号を時分割多

重なる場合についてもいえる。従って信号のスピードを増すためには信号の多値化又は多相化に向かわざるを得なかった。しかしながら多値化、多相変調は従来複雑な回路が必要であった。

本発明は上記の点に鑑み、もとに戻って、複数列のパルスを作成して伝送する機能を持つパルス信号伝送方式において先述の搬送波帯域と最大信号スピードの関係を打破できはしまいかという観点から出発したものである。

すなわち本発明の目的は上記のような機能を持つ方式の場合に $X$ ヘルツまたはそれ以下の搬送波帯域を用いて $X(\text{bit/s})$ 以上のスピードの信号を伝送できるパルス伝送方式を得ようとするものである。

本発明においては、上記の目的を達成するために、先述の従来方式における低域濾波器および搬送波を用いる代りに、信号のパルス波形をあらわす式をフーリエ級数に展開したときの相隣る2つ又は3つの高調波のみを取り出す帯域濾波器を用い、この高調波を合成し、受信側でこれを位相検

波(複数が2のときは包絡線検波でもよい)してもとの信号に戻すようにしたものである。

本発明によれば、送信側において同じ構成で且つ位相の順次ずれた複数のパルス列を濾波器を通したあと合成して受信側に伝送するようにしたパルス信号伝送方式において、前記濾波器が、前記パルスの波形をあらわすフーリエ級数展開したときの相隣る少なくとも2つの高調波のみを通過させる帯域濾波特性を持つ濾波器であることを特徴とするパルス信号伝送方式が得られる。

次に図面を参照して詳細に説明する。

第1図ないし第3図は単一の信号列における信号の伝送スピードとこれに必要な搬送波帯域幅の関係を説明するための図である。このうち第1図は伝送すべきパルス信号が $X(\text{bit/s})$ のスピードであって、パルス幅 $1/X$ とパルス周期 $T$ が一致している場合の状態を示している。第2図は第1図の信号の周波数スペクトラムをあらわしており、このスペクトラムのうち直流ないし $X/2$ ヘルツまでの信号(斜線の部分)を低域濾波器で取り出し、

この信号で搬送波を変調して信号を伝送することを示している。第3図は第1図の信号列の搬送波段におけるスペクトラム即ち $X(\text{bit/s})$ のスピードの信号を伝送するのに搬送波段においてその中心周波数 $f_c$ を中心にして上下に各 $X/2$ ヘルツすなわち伝送波帯域として $X$ ヘルツを必要とすることを示す図である。なお以上は伝送すべき信号が単一の列の場合における基本的な性質を説明したものである。次に複数のパルス列の信号を合成する場合について説明する。

第4図は従来のパルス信号伝送装置におけるパルス信号列を合成する部分を示したブロック回路図であって、端子1～3から入る3つの入力信号はいずれも周期が $T$ であり、各列のパルス信号の幅は $1/(X_m)$ より小さくされており、且つ各列のパルスが時間軸で重ならないように配列されているものとする。低域濾波器4～6は直流ないし $X_m/2$ ヘルツまでを通過させる濾波器であり、通過した信号は変調器7～9において搬送波発振器10および移相器11、12からの3つの搬送波

を列毎に変調し、変調された3列の信号は合成器13で合成され、端子14から送出されるようになっている。従って3個の信号を合成するのに $3X$ ヘルツ、一般的に言えば $m$ 個の信号を合成して伝送するのに $mX$ ヘルツの搬送波帯域を必要とすることとなり、単位信号あたりについていえば単一の列の場合と同じになる。

すなわち従来の方式は多重(合成)はできても伝送効率は向上させることができなかったのである。

本発明は上記の問題点を解決するために、先に述べたように、各列に配設する濾波器の特性をパルスの波形をあらわす式をフーリエ級数に展開したときの相隣る2つ又は3つの高調波を通過させる帯域濾波特性にしたものである。

次に上記のような構成上の特徴により何故複数列の信号を合成して送るのに必要な搬送波帯域が各単一の信号を送るのに必要な搬送波帯域と同じか又はそれ以下(半分)で済むかについて説明する。

第5図は時間幅 $\tau$ と大きさ $A$ の方形のパルス $f(x)$ が周期 $T$ で並んでいるパルス列信号の一部をあらわした図である。そして図では $T$ と $\tau$ の比を5としてある。

第6図は上記のパルス列が図に示すような高調波の電力スペクトラムから成っていることを示した図である。スペクトラムは $1/T$ ヘルツ毎に生じ、その電力の包絡線は図の点線のように $\sin X/X$ の形になっている。なお図中の斜線を施した部分および $n=8$ ,  $n-1=7$ については後に説明する。

ここでパルス波形 $f(x)$ をフーリエ級数に展開すると、 $\omega=2\pi/T$ として、

$$f(x) = \frac{2A}{n\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \sin \frac{n\pi\tau}{T} \cdot \cos n\omega t \quad \dots\dots\dots (1)$$

とあらわせる。但しこの式(1)は図とは異って方形線ではなくともそのまま成立する。

本発明は上記の式(1)にふくまれる多数の高調波のうちから2つ又は3つの高調波を、好ましくはエネルギーの最も大きい2つ又は3つの高調波を各信号列について抽出し、これらを合成し、受信

$$f(x)' = \frac{2A}{\pi} \left\{ \frac{\sin(n-1)k\pi}{n-1} \cdot \cos(n-1)\omega t + \frac{\sin nk\pi}{n} \cdot \cos n\omega t \right\} \quad \dots\dots\dots (2)$$

であらわせる。ここで(2)式の2つの余弦の係数はいずれも $n$ ,  $k$ により決まる定数であるから、これらを $\alpha$ と $\beta$ とすると、

$$\begin{aligned} f(x)' &= \alpha \cos(n-1)\omega t + \beta \cos n\omega t \\ &= \alpha \cos n\omega t \cdot \cos \omega t + \alpha \sin n\omega t \cdot \sin \omega t \\ &\quad + \beta \cos n\omega t \\ &= \beta \left( 1 + \frac{\alpha}{\beta} \cos \omega t \right) \cos n\omega t + \alpha \sin \omega t \cdot \sin n\omega t \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (3)$$

となり、第1項はAM変調波であってそのAM変調度は $\alpha/\beta$ 、変調周波数は $\omega/2\pi$ 、被変調周波数は $n\omega/2\pi$ であらわれ、第2項は搬送波抑圧型AM変調波であってそのAM変調度は $\alpha$ であり、変調周波数と被変調周波数は第1項と同じである。

第7図は上のようにして得られた式(3)の第1項( $\cos n\omega t$ の項)、第2項( $\sin n\omega t$ の項)、およびそ

側で検波するようにしたものであるが、2つ又は3つのどちらを選ぶかは $T$ と $\tau$ の比の如何による。結論を先に云えば、一般的には2つの高調波でよいが、 $T/\tau$ が奇数又はそれに近いときには2つの高調波を利用し、 $T/\tau$ が偶数又はそれに近いときは3つの高調波を利用すれば効果的である。なお前者の場合に4つの高調波を利用し、後者の場合に5つの高調波を利用することもできるが、この場合搬送波段の必要帯域幅が広がるので、合成器13と端子14の間(第4図)に狭帯域濾波器を追加すれば使用できるものの、効果は2つ又は3つの場合に比べて少ない。

そこではじめに2つの高調波を用いる場合について説明する。

第6図を再び参照して、斜線を施した部分を通過帯域とする濾波器は第 $n$ 項(この場合 $n=8$ )と第 $(n-1)$ 項(この場合 $n-1=7$ )を抽出し、その和をあらわす波形 $f(x)'$ は、 $\tau/T=k$ (デューティ)として

以下余日

これらの和である $f(x)'$ を入力パルス列と対比して示した図である。特に波形 $f(t)'$ について説明を加えれば、これは周波数 $n\omega/2\pi$ の信号が振幅変調を受けていて、その振幅が $T$ 秒毎のパルス間隔に等しくなっていることを示している。

以上の説明および図から分るように、周期 $T$ のパルス列を伝送する場合、その第 $n$ 次高調波と第 $(n-1)$ 次高調波を帯域濾波器にて取り出し伝送し(必要な搬送波段の伝送帯域幅 $BW$ は上下の両側波を伝送する必要がないので、 $\omega/2\pi=\omega/(2\pi)=1/T$ )、受信側においてこれをAM復調又はPM復調すれば元のパルス列を復元できる。ここに注意すべきことは、伝送に必要な帯域幅 $BW$ が周期 $T$ にのみ関係し、パルス幅 $\tau$ (或いはデューティ $k$ )には全く関係ないことである。以上は抽出する2つの高調波を一般的に第 $n$ 項と第 $n-1$ 項として選んだものとして説明したが、次に特別の場合について説明する。なおこの実施例では $T$ と $\tau$ の比が奇数であり、中央に近いエネルギーの大きい2つの高調波(ほぼ等しい)を抽出しているが、こ

れに限られず他のもの、たとえば  $n=9$  としたものでもよいことはいうまでもない。

次に相隣る3つの高調波、すなわち第  $(n-1)$  項、第  $n$  項、および第  $(n+1)$  項を帯域フィルタを用いて取り出した場合について考えると、その波形  $f(t)$  は次のようになる。

$$f(t) = \frac{2A}{\pi} \left\{ \frac{\sin(n-1)k\pi}{n-1} \cos(n-1)\omega t + \frac{\sin nk\pi}{n} \cos n\omega t + \frac{\sin(n+1)k\pi}{(n+1)} \cos(n+1)\omega t \right\} \quad \dots\dots\dots(4)$$

式(2)におけると同様に式(3)の3つの余弦の係数を  $\alpha'$ 、 $\beta'$ 、 $r'$  とすると、式(4)は

$$\begin{aligned} f(t) &= \alpha' \cos(n-1)\omega t + \beta' \cos n\omega t + r' \cos(n+1)\omega t \\ &= \alpha' \cos n\omega t \cdot \cos \omega t + \alpha' \sin n\omega t \cdot \sin \omega t \\ &\quad + \beta' \cos n\omega t + r' \cos n\omega t \cdot \cos \omega t - r' \sin n\omega t \cdot \sin \omega t \\ &= \beta' \left( 1 + \frac{\alpha' + r'}{\beta'} \cos \omega t \right) \cdot \cos n\omega t \\ &\quad + (\alpha' - r') \sin \omega t \cdot \sin n\omega t \quad \dots\dots\dots(5) \end{aligned}$$

分るように、 $T/r$  が偶数であり且つ第  $n$  項（この図では第9項）を振幅スペクトラムの包絡線の極大値に選んだ場合に相当する。なお以上のことは  $T/r$  が偶数であるからといって3つの高調波を使わなければならないというものではなく、2つのエネルギーの小さくない2つの高調波を用いてもよいものである。

以上の説明から分るように、発信側で相隣る2つ又は3つの高調波項のスペクトラムを抽出して送出し、受信側において受信した合成信号の包絡線又は位相変化を検出すれば、送信されてきたパルス列を再現できる。

第9図は本発明の一実施例を構成をあらわした図である。この例では3列のパルス信号を用いており、後の説明から分るように8相位相変調を行なうような形になっている。第11図において、データ信号入力端子21～23にはおのおのT秒毎に幅T秒の同じ形状のデータ信号が入ってくるものとする。入力された3列の信号は並べ換え制御回路24の制御のものにパルス信号並べ換え回

となり、第1項はAM変調波であってそのAM変調度は  $(\alpha' + r')/\beta'$ 、変調周波数は  $\omega/2\pi$ 、被変調周波数は  $n\omega/2\pi$  であらわれ、第2項は搬送波抑圧型AM変調波であってそのAM変調度は  $(\alpha' - r')$  であり、変調周波数と被変調周波は第1項と同じである。そしてこの場合における搬送波段の所要帯域幅は、上下両側帯波を伝送する必要があるため、 $2\omega/2\pi = 2/T$  となる。

ここで  $\alpha' = r'$  すなわち第  $(n-1)$  項と第  $(n+1)$  項の振幅が等しくなる場合を考えると、式(5)は

$$f(t) = \beta' \left( 1 + \frac{2\alpha'}{\beta'} \cos \omega t \right) \cdot \cos n\omega t$$

に示すようなAM変調波となり、AM変調度は  $2\alpha'/\beta'$  であり、所要帯域幅は上記と同じ  $2/T$  である。これは前記の第  $(n-1)$  項と第  $n$  項を抽出して伝送する場合の2倍である。

第8図は上記の3つの高周波を抽出したときに、 $\alpha' = r'$  のとき即ち第  $(n-1)$  項と第  $(n+1)$  項の振幅が等しいときの周波数と振幅スペクトラムのレベルの関係を示す図であって、図からすぐ

路25～27により順次位置がずれた形（位相が  $120^\circ$  づつずれている）に並べ換えられ、帯域濾波器28～30により所望の高調波が抽出される。

第10図は上記のようにして並べ換え配置された3列の信号の波形(A)および3つの帯域濾波器で抽出された高調波の波形(B)を示した図である。各信号波形の前に示した数字28、29、30は各信号を出力する第9図の帯域濾波器の参照数字をあらわしている。このときの高調波の抽出は、3つの高調波の場合は  $(f_N - 1/T)$  ヘルツないし  $(f_N + 1/T)$  ヘルツの間のスペクトラムを、2つの高調波を送る場合は  $(f_N - 1/T)$  ないし  $f_N$  ヘルツの間のスペクトラムを抽出する。このようにして抽出された信号は合成器31で合成されて8相位相変調波となっている。そしてこの合成信号は出力32から有線又は無線により受信部に向け送られる。

受信部においては、端子33に入ってきた信号は位相復調器34において各列の位相変化点（図の2.5と7.5の示す位置）を検出し、論理回路35で各列のパルス位相調整や論理処理を行ない、

端子37～39から3列のものとパルス信号列が出力される。なお40は復調器34および論理回路35を制御する制御回路である。なおこのものとパルス列を再現するのに、 $f(x)'$ の信号に $\cos n\omega t$ 又は $\sin n\omega t$ の信号を掛け算して $\alpha/\beta \cdot \cos \omega t$ 又は $\alpha \sin \omega t$ を得ることもできる(A M復調を用いた同期検波)。

以上の実施例は3列のパルス信号列の場合について説明したが、2列であってもよく又4列或いはそれ以上の数の列であってもよいことはいうまでもない。ただ2列の場合には受信部において位相検波をする代りに包絡線検波を行なうこともできる。

第11図はパルス信号列が2つのときの実施例の構成を示した図であり、左の送信部40は第9図のものを単に2列にただけであるので説明は省略するとして、受信部において端子42に入ってきた信号はA M復調器43において復調されて $f(x)'$ の包絡線が得られ、そのあとレベル判定器44でその振幅の大小により“0”と“1”が判

定される。次にパルス分配器45において元の2列の信号に直され、端子46と47から出力される。なお48はレベル判定器44とパルス分配器45を制御する回路である。

本発明は又1列の単相信号を多相化して伝送する場合にも適用できる。

第12図は上記のような本発明の実施例の構成を信号と共に示した図である。端子51から入力した信号52は分配器53で位相の異った2つの信号54と55に分けられる。この2つの信号は第n項と第(n-1)項の高調波を抽出する帯域濾波器56と57を通して合成器58に入り、ここで合成(多重)4相位相信号となって受信側装置59へ伝送される。

以上説明したように、 $1/T[\text{bit/s}]$ の信号をm列伝送するのに必要な帯域幅、即ち $m/T[\text{bit/s}]$ の信号を伝送するのに必要な帯域幅は、搬送波段において上下両側帯波を伝送する必要がないので、 $1/T$ ヘルツ又は $2/T$ ヘルツでよいことが分る。すなわち先に述べたように、搬送波段の信号伝送

帯域と信号速度が無関係であることを意味する。これは従来の伝送方式のようにXヘルツの帯域では $X[\text{bit/s}]$ の信号しか伝送できないという制限がなくなることを意味する。

#### 4. 図面の簡単な説明

第1図は伝送すべきパルス信号列を示す図、第2図はその周波数スペクトラム、第3図は搬送波段におけるスペクトラムをあらわす図、第4図は従来のパルス信号列を合成する回路の一例を示すブロック図、第5図は伝送するパルス信号列の波形を示す図、第6図は第4図のパルス信号列の周波数スペクトラムとそのうち2つの高調波を抽出することを示す図、第7図は本発明の原理を説明するための、2つの高調波を抽出したときの波形を示す図、第8図は3つの高調波を抽出することをあらわす周波数スペクトラム、第9図は本発明の一実施例の構成をあらわした図、第10図は並べ換え終った3列のパルス信号列の波形および3つの帯域濾波器の出力波形を示す図、第11図は

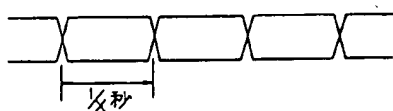
パルス列が2つのときの本発明の他の実施例の構成を示す図、第12図は本発明を多相化回路に適用した一実施例を示す図である。

記号の説明を25～27はパルス信号並べ換え回路、28～30は帯域濾波器、31は合成器、34は位相復調器、35は論理回路、43はA M復調器、44はレベル判定器、45はパルス分配器、Tはパルス周期、 $\tau$ はパルス幅をそれぞれ示している。

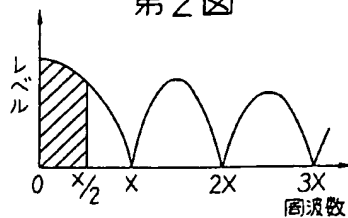
代理人 (7127) 公理出 後藤 洋介



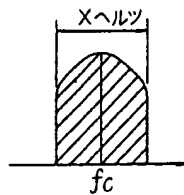
第1図



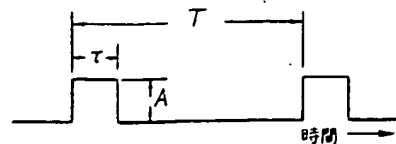
第2図



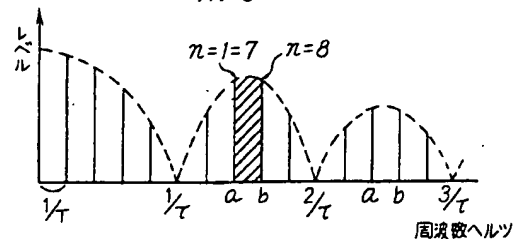
第3図



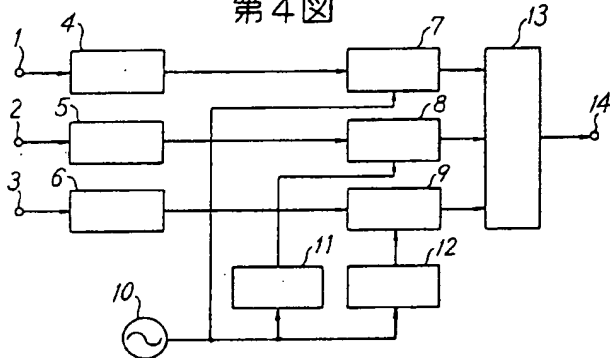
第5図



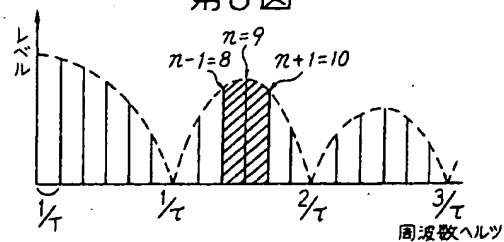
第6図



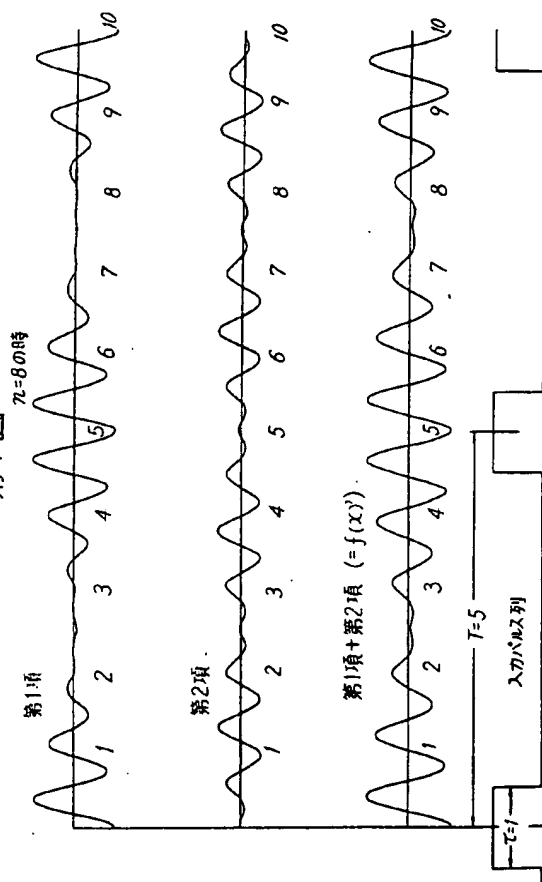
第4図



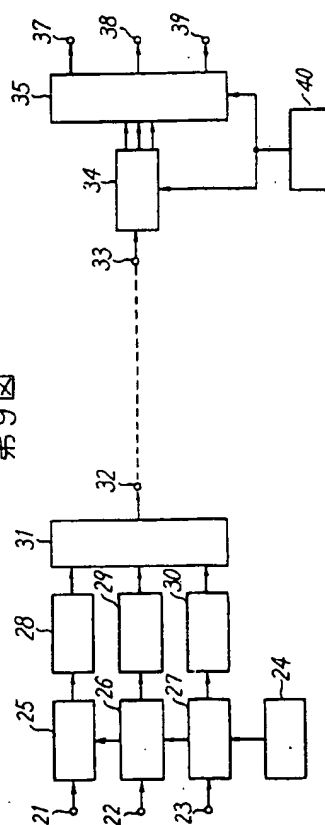
第8図



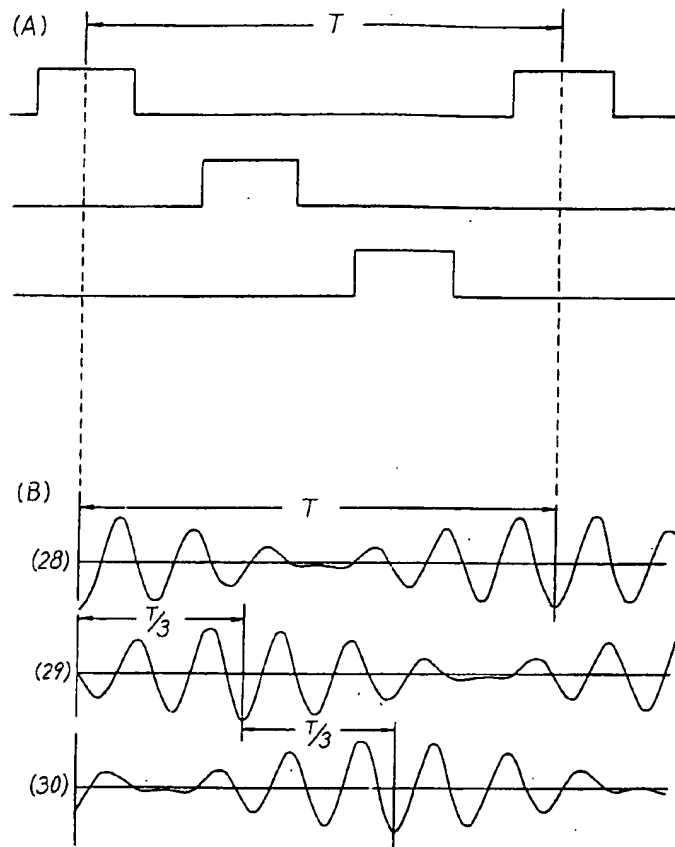
第7図



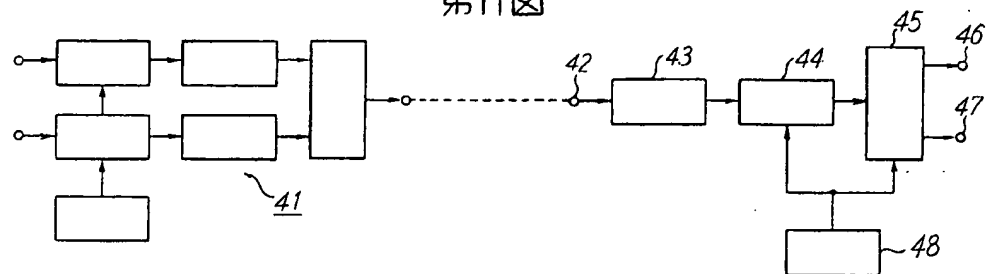
第9図



第10図



第11図



第12図

